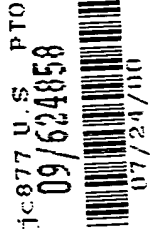


IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE  
I N F O R M A T I O N   S H E E T



Applicant: CASTELAIN, Damien

Application No.:

Filed: July 24, 2000

For: METHOD OF TRANSMITTING DATA ON MULTIPLE CARRIERS FROM A  
TRANSMITTER TO A RECEIVER AND RECEIVER DESIGNED TO  
IMPLEMENT THE SAID METHOD

Priority Claimed:

COUNTRY	DATE	NUMBER
FRANCE	10/08/99	9912610

Send Correspondence to: BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP  
P. O. Box 747  
Falls Church, Virginia 22040-0747  
(703) 205-8000

The above information is submitted to advise the USPTO of all relevant facts in connection with the present application. A timely executed Declaration in accordance with 37 CFR 1.64 will follow.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By 

JOHN CASTELLANO

Reg. No. 35,094

P. O. Box 747

Falls Church, VA 22040-0747

/amr

(703) 205-8000

**This Page Blank (uspto)**

IN THE U.S. PATENT AND TRADEMARK OFFICE

#4  
11/16/00  
JD

Applicant(s): CASTELAIN, Damien

Application No.:

Group:

Filed: July 24, 2000

Examiner:

For: METHOD OF TRANSMITTING DATA ON MULTIPLE CARRIERS FROM A  
TRANSMITTER TO A RECEIVER AND RECEIVER DESIGNED TO  
IMPLEMENT THE SAID METHOD

L E T T E R

Assistant Commissioner for Patents  
Box Patent Application  
Washington, D.C. 20231

July 24, 2000  
0054-0216P-SP

Sir:

Under the provisions of 35 USC 119 and 37 CFR 1.55(a), the  
applicant hereby claims the right of priority based on the following  
application(s):

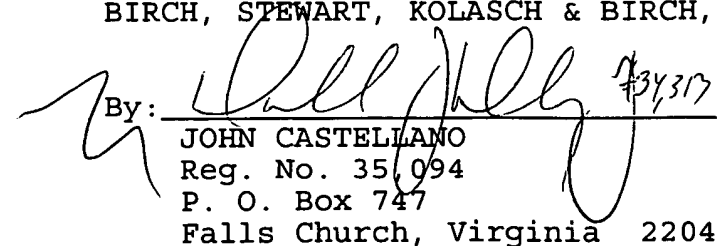
<u>Country</u>	<u>Application No.</u>	<u>Filed</u>
FRANCE	9912610	10/08/99

A certified copy of the above-noted application(s) is(are)  
attached hereto.

If necessary, the Commissioner is hereby authorized in this,  
concurrent, and future replies, to charge payment or credit any  
overpayment to deposit Account No. 02-2448 for any additional fees  
required under 37 C.F.R. 1.16 or under 37 C.F.R. 1.17; particularly,  
extension of time fees.

Respectfully submitted,

BIRCH, STEWART, KOLASCH & BIRCH, LLP

By:  1313  
JOHN CASTELLANO  
Reg. No. 35,094  
P. O. Box 747  
Falls Church, Virginia 22040-0747

Attachment  
(703) 205-8000  
/amr

**This Page Blank (uspto)**

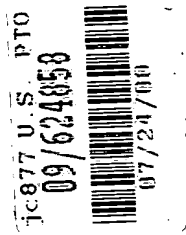


2

Birch, Stewart, Kolaschi, Birch  
July 24, 2000  
CAST ELAIN, Damien  
703-205-8000  
0054-02160  
1 ok

# BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION



## COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

Fait à Paris, le **08 JUIN 2000**

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIÉTÉ  
INDUSTRIELLE

SIEGE  
26 bis, rue de Saint Petersburg  
75800 PARIS Cédex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04  
Télécopie : 01 42 93 59 30

**This Page Blank (uspto)**

**REQUÊTE EN DÉLIVRANCE**

26 bis, rue de Saint Pétersbourg  
75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 93 59 30

Confirmation d'un dépôt par télécopie ☐

Cet imprimé est à remplir à l'encre noire en lettres capitales

<p>Réserve à l'INPI</p> <p>DATE DE REMISE DES PIÈCES <b>8.10.99</b></p> <p>N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL <b>9912610</b></p> <p>DÉPARTEMENT DE DÉPÔT <b>99</b></p> <p>DATE DE DÉPÔT <b>08 OCT. 1999</b></p>		<p><b>1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE</p> <p>Monsieur MAILLET Alain Cabinet LE GUEN &amp; MAILLET 38, rue Levassasseur - BP 91 35802 DINARD CEDEX</p>	
<p><b>2 DEMANDE</b> Nature du titre de propriété industrielle</p> <p><input checked="" type="checkbox"/> brevet d'invention    <input type="checkbox"/> demande divisionnaire</p> <p><input type="checkbox"/> certificat d'utilité    <input type="checkbox"/> transformation d'une demande de brevet européen</p> <p style="text-align: center;">demande initiale</p> <p><input type="checkbox"/> brevet d'invention    <input type="checkbox"/> certificat d'utilité n°</p> <p><b>Établissement du rapport de recherche</b>    <input type="checkbox"/> diffère    <input checked="" type="checkbox"/> immédiat</p> <p>Le demandeur, personne physique, requiert le paiement échelonné de la redevance    <input type="checkbox"/> oui    <input type="checkbox"/> non</p> <p><b>Titre de l'invention</b> (200 caractères maximum)</p> <p>Procédé de transmission de données sur porteuses multiples d'un émetteur à un récepteur et récepteur prévu pour la mise en oeuvre dudit procédé</p>		<p>n° du pouvoir permanent    références du correspondant    téléphone</p> <p>6817    02 00 46 55 19</p>	
<p><b>3 DEMANDEUR (S)</b>    n° SIREN    code APE-NAF</p> <p>Nom et prénoms (souligner le nom patronymique) ou dénomination</p> <p>MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V.</p>		<p>Forme juridique</p> <p>Sarl de droit néerlandais</p>	
<p>Nationalité (s)    Néerlandaise</p> <p>Adresse (s) complète (s)</p> <p>Keienbergweg 58 1101 GS AMSTERDAM ZUIDOOST</p>		<p>Pays</p> <p>PAYS-BAS</p>	
<p>En cas d'insuffisance de place, poursuivre sur papier libre <input type="checkbox"/></p>			
<p><b>4 INVENTEUR (S)</b> Les inventeurs sont les demandeurs    <input type="checkbox"/> oui    <input checked="" type="checkbox"/> non    Si la réponse est non, fournir une désignation séparée</p>			
<p><b>5 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES</b>    <input type="checkbox"/> requise pour la 1ère fois    <input type="checkbox"/> requise antérieurement au dépôt : joindre copie de la décision d'admission</p>			
<p><b>6 DÉCLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE</b></p> <p>pays d'origine    numéro    date de dépôt    nature de la demande</p>			
<p><b>7 DIVISIONS</b>    antérieures à la présente demande    n°    date    n°    date</p>			
<p><b>8 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> (nom et qualité du signataire)</p> <p>MAILLET Alain 92 3036</p>		<p>SIGNATURE DU PRÉPOSÉ À LA RÉCEPTION    SIGNATURE APRÈS ENREGISTREMENT DE LA DEMANDE À L'INPI</p>	

## DECLARATION D'INVENTEUR(S)

Le demandeur, représenté par leur mandataire,

**MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V.**  
Keienbergweg 58  
1101 GS AMSTERDAM  
ZUIDOOST  
PAYS-BAS

de la demande de brevet d'invention concernant " Procédé de transmission de données sur porteuses multiples d'un émetteur à un récepteur et récepteur prévu pour la mise en œuvre dudit procédé "

portant le numéro national : *95 12 610*  
déposée le

nomme par la présente comme inventeur :

**CASTELAIN Damien**  
Immeuble Germanium  
80, avenue des Buttes de Coësmes  
35700 RENNES

Fait à Dinard, le 7 octobre 1999

Le Mandataire

*A. MAILLET*  
*[Signature]*



La présente invention concerne un procédé de transmission de données sur porteuses multiples d'un émetteur à un récepteur d'un système de transmission de données utilisant une modulation à porteuses multiples, encore nommée OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex = Multiplexage par répartition de porteuses orthogonales). Elle concerne également un récepteur qui est tout particulièrement destiné à mettre en œuvre ledit procédé de transmission de données.

La technique de modulation sur porteuses multiples, dite OFDM, est connue et consiste à répartir les données à transmettre sur un grand nombre de sous-porteuses ce qui permet d'obtenir un temps symbole notablement plus long que l'étalement de la réponse impulsionnelle du canal de transmission entre un émetteur et un récepteur dudit système de transmission. Cette technique est parfaitement adaptée aux transmissions hertziennes, aussi bien en réception fixe, mobile ou portable.

Une description d'un système de transmission du type OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex: Multiplex par répartition de porteuses orthogonales) peut être trouvée dans un article intitulé "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers", paru dans EBU Review n° 224, pp168-190 d'août 1987 aux noms de R. Lasalle et M. Alard.

Un tel système de transmission est représenté à la Fig. 1 et est maintenant décrit. Il est essentiellement constitué d'un émetteur 10 en communication avec un récepteur 20 par l'intermédiaire d'un canal de transmission 30.

Les données à transmettre sont d'abord l'objet, dans une unité 12, d'un codage binaire à signal qui consiste en un processus de modulation, par exemple, en une modulation du type QPSK (Quadrature Phase Shift Keying = modulation de phase en quadrature), ou du type 16 QAM (16 Quadrature Amplitude Modulation = modulation d'amplitude en quadrature à 16 états), ou encore du type 64 QAM. L'unité 12 délivre des signaux qui sont dits par la suite signaux de modulation et qui appartiennent à un alphabet de modulation qui dépend du type de modulation mis en œuvre par l'unité 12.

Dans une unité de tramage 13, les signaux de modulation délivrés par l'unité 12 sont ensuite mis sous forme de trames avec éventuellement l'insertion de signaux de référence (insertion de symboles de référence, insertion de pilotes répartis, etc.) qui peuvent s'avérer nécessaires à certains traitements, côté récepteur, tels que des traitements de synchronisation.

Les trames de signaux de modulation délivrées par l'unité 13 modulent, dans une unité 14, une pluralité de sous-porteuses de fréquences respectives distinctes. Cette

modulation réalisée par l'unité 14 consiste, par exemple, en l'application sur des blocs de signaux de modulation contenus dans les trames issues de l'unité 13 d'une transformée de Fourier inverse. L'unité 14 délivre des signaux qui sont par la suite nommés symboles OFDM.

5 Les symboles OFDM issus de l'unité de modulation 14 font l'objet d'une conversion numérique/analogique dans une unité de conversion 15.

L'ensemble des traitements mis en œuvre dans l'émetteur 10 est synchronisé au moyen d'une base de temps de manière que les symboles OFDM délivrés par l'unité de modulation 14 le soient à une fréquence d'échantillonnage  $f_e^E$  dite fréquence  
10 d'échantillonnage émetteur.

Il est à noter que l'unité de modulation 14 peut prévoir un intervalle de garde entre chaque symbole OFDM, ce qui permet de diminuer, voire supprimer, toutes interférences entre symboles consécutifs. Par exemple, l'intervalle de garde d'un symbole est une réplique de la fin du symbole précédent et sa longueur est choisie de  
15 sorte que sa durée soit supérieure à celle de la quasi-totalité des échos dont est sujet le canal de transmission 30.

On notera que les données à transmettre peuvent faire l'objet, au préalable d'un codage qui peut être du type à convolution, du type à convolution avec un code externe de Reed-Solomon, du type à codes dits turbo-codes ou autres. Elles peuvent  
20 également faire l'objet d'un entrelacement qui peut être du type fréquentiel, c'est-à-dire un entrelacement de la longueur d'un symbole OFDM, ou du type fréquentiel et temporel, notamment lorsque l'entrelacement s'étend sur un plus grand nombre de symboles. Cette dénomination "entrelacement fréquentiel et temporel" fait référence à la représentation temps-fréquence du signal OFDM.

25 On a représenté à la Fig. 2 un symbole OFDM avec un intervalle de garde  $GI$  de durée  $T_{GI}$  et une partie contenant les données utiles de durée  $T_U$ . La durée totale du symbole est notée  $T_S$ .

Le signal analogique délivré par l'unité 15 est ensuite émis par une unité d'émission 17 sur le canal de transmission 30 modulant une porteuse à une fréquence,  
30 notée dans la suite de la description  $f_0^E$ . La fréquence  $f_0^E$  est également générée par la base de temps 16.

On notera encore que la fréquence d'échantillonnage émetteur  $f_e^E$  pourrait être proportionnelle à la fréquence de porteuse d'émission  $f_0^E$ .

Pour recouvrer les données transmises, le récepteur 20 effectue les opérations inverses de celles qu'effectue l'émetteur 10. Pour ce faire, le récepteur 20 comporte une unité de réception 27 prévue pour transposer en bande de base le signal reçu du canal 30 au moyen d'un signal de détection de porteuse de fréquence  $f_o^R$  délivré par la  
 5 base de temps 26. Eventuellement, la fréquence d'échantillonnage  $f_e^R$  est proportionnelle à la fréquence  $f_o^R$  de détection de porteuse.

Le récepteur 20 comprend encore une unité 21 de conversion analogique numérique qui est prévue pour délivrer des échantillons numériques à l'entrée d'une unité 22 assurant la démodulation des sous-porteuses qui ont été utilisées lors de la  
 10 modulation effectuée par l'unité de modulation 14 de l'émetteur 10.

Selon une réalisation possible, l'unité de démodulation 22 met en œuvre une transformée de Fourier.

A partir du signal délivré par l'unité de démodulation 22, une unité d'estimation 23 effectue une estimation des signaux de modulation qui ont été émis par l'unité 12.  
 15 Pour ce faire, l'unité d'estimation 23 effectue une correction du déphasage et des modifications d'amplitude engendrés par le canal de transmission multitrajet 30.

Les symboles démodulés sont ensuite décodés dans une unité de décodage 24 duale de l'unité de codage 12.

L'ensemble des unités 21 à 24 est synchronisé et, pour ce faire, est cadencé, au  
 20 moyen d'une base de temps 26, à une fréquence qui est liée à une fréquence d'échantillonnage  $f_e^R$ , dite dans la suite de la description, fréquence d'échantillonnage récepteur. En particulier, le signal délivré par l'unité de conversion 21 se présente sous la forme d'échantillons cadencés à cette fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$ .  
 Quant à l'unité 22, elle démodule des blocs d'échantillons qui sont regroupés à  
 25 l'intérieur d'une fenêtre, dite par la suite fenêtre d'analyse, déterminée à partir d'un signal d'horloge à une fréquence liée à ladite fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$ .

On a représenté à la Fig. 2 cette fenêtre d'analyse F positionnée à un temps  $t_n$  par rapport au début du symbole considéré.

30 On notera que si l'unité de démodulation 22 ignore les données en dehors de la fenêtre d'analyse, elle ne réalise pas l'analyse des échantillons qui constituent l'intervalle de garde.

L'unité d'estimation 23 peut comporter une unité de déramage 23a et une unité de démodulation proprement dite 23b. L'unité de démodulation 23b effectue une

démodulation qui peut être, soit une démodulation cohérente avec ou sans symboles de références, avec ou sans pilotes, soit une démodulation différentielle selon la modulation opérée par l'unité de codage 13. Dans le cas d'une démodulation cohérente, une estimation de la réponse fréquentielle du canal 30 est effectuée dans une unité 23c.

Le récepteur 20 d'un tel système de télécommunications pose, à l'instar de tout système de télécommunications, le problème de sa synchronisation temporelle et, en particulier, de l'asservissement de la fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$  sur la fréquence d'échantillonnage émetteur  $f_e^E$ .

Lorsque cet asservissement est parfaitement réalisé, c'est-à-dire lorsque la fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$  est égale à la fréquence d'échantillonnage émetteur  $f_e^E$ , les traitements opérés dans le récepteur 20 sont parfaitement synchronisés avec le signal reçu de l'émetteur 10. En particulier, la position de la fenêtre d'analyse F utilisée par l'unité de démodulation 22 peut être déterminée de manière à correspondre exactement au symbole à démoduler.

De plus, du fait notamment de l'utilisation d'un intervalle de garde, il existe une certaine tolérance sur la position de cette fenêtre.

Cependant, le décalage de la fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$  par rapport à celle  $f_e^E$  de l'émetteur a trois conséquences principales sur le processus de démodulation :

- une perte d'orthogonalité entre les fonctions de base du signal reçu et les fonctions de base utilisées pour la démodulation, se traduisant par une interférence entre les signaux modulant les différentes sous-porteuses d'un même symbole OFDM, (la distorsion introduite alors est généralement très faible et peut être considérée comme négligeable, ce qui est fait par l'invention)

- un glissement de la fenêtre d'analyse qui conduit à une interférence entre symboles OFDM consécutifs lorsque ce glissement est supérieur à une plage admissible, et

- un déphasage entre les signaux démodulés de deux symboles consécutifs, déphasage variant de porteuse à porteuse et directement lié à la variation de la position de la fenêtre d'analyse.

Classiquement, pour résoudre ce problème de l'asservissement, on utilise une boucle d'asservissement qui asservit la fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$  sur la fréquence d'échantillonnage émetteur  $f_e^E$  et, ce, à partir de l'analyse des signaux

reçus de l'émetteur. Cependant, cette solution s'avère relativement lourde à mettre en œuvre du fait notamment de l'utilisation d'un oscillateur à crystal commandé par tension (VCXO = Voltage Controlled Crystal Oscillator) qui est par ailleurs coûteux.

Le but de la présente invention est donc de proposer un procédé qui permette de  
 5 corriger le décalage de la fréquence d'échantillonnage et qui facilite la mise en œuvre de la synchronisation du récepteur d'un système OFDM, voire qui puisse permettre de s'affranchir de l'asservissement de la fréquence d'échantillonnage.

La présente invention concerne donc un procédé de transmission de données sur porteuses multiples d'un émetteur à un récepteur, ledit procédé consistant, côté  
 10 émetteur, à coder de binaire à signal les données à transmettre de manière à former des signaux de modulation, à moduler une pluralité de sous-porteuses avec lesdits signaux de manière à former des symboles, dits symboles OFDM, puis à émettre, sur ledit canal entre ledit émetteur et ledit récepteur, lesdits symboles OFDM à une cadence qui est liée à une fréquence d'échantillonnage dite fréquence d'échantillonnage émetteur,  
 15 et, côté récepteur, à déterminer, à partir d'un signal d'horloge à une fréquence liée à une fréquence d'échantillonnage dite fréquence d'échantillonnage récepteur, une fenêtre d'analyse du signal reçu de l'émetteur de manière à former un bloc d'échantillons, à estimer lesdits signaux de modulation émis par démodulation desdites sous-porteuses pour ledit bloc d'échantillons considéré.

20 Selon une caractéristique essentielle de l'invention, ladite étape d'estimation est prévue pour corriger les changements de la position de la fenêtre d'analyse par rapport audit signal émis.

Avantageusement, ladite étape d'estimation consiste à démoduler lesdites sous-porteuses pour ledit bloc d'échantillons considéré puis à corriger les effets du canal de  
 25 transmission entre l'émetteur et le récepteur, ladite étape de correction des changements de la position de la fenêtre d'analyse consistant à estimer la différence de phase entre deux symboles OFDM consécutifs et à utiliser cette différence de phase lors de ladite correction des effets du canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur.

Pour estimer la différence de phase entre deux symboles OFDM consécutifs, on  
 30 estimera avantageusement le taux du décalage de la fréquence d'échantillonnage du récepteur par rapport à celle de l'émetteur,

$$\delta = \delta f_e / f_e^E = (f_e^R - f_e^E) / f_e^E$$

ladite différence de phase entre deux symboles OFDM consécutifs étant alors égale à :

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k \delta T_s / T_u$$

5

où  $T_s$  est la longueur totale du symbole considéré et  $T_u$  sa partie utile,  $k$  l'indice de la sous-porteuse considérée et  $n$  l'index du symbole OFDM considéré.

Pour estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs, on pourra également prendre en compte la décision de décalage  $\alpha$  de la position de ladite  
10 fenêtre d'analyse délivrée par une unité de repositionnement de fenêtre, ladite différence de phase entre deux symboles consécutifs étant alors égale à :

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k \delta T_s / T_u + \alpha T$$

15

où  $T$  est la durée d'un échantillon et  $\alpha$  est la valeur de décision de décalage exprimée en nombre d'échantillons.

Pour estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs, on pourra encore prendre en compte uniquement la décision de décalage de la position de ladite  
fenêtre d'analyse délivrée par une unité de repositionnement de fenêtre, ladite  
20 différence de phase entre deux symboles consécutifs étant alors égale à :

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k \alpha T / T_u$$

25 où  $T$  est la durée d'un échantillon et  $\alpha$  la valeur de décision de décalage exprimée en nombre d'échantillons.

Les caractéristiques de l'invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres, apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante d'un exemple de réalisation d'un récepteur qui met en œuvre le procédé décrit ci-dessus, ladite description étant faite en relation avec les dessins joints, parmi lesquels :

30 La Fig. 1 est un schéma synoptique d'un exemple de réalisation d'un système de transmission de données sur porteuses multiples,

La Fig. 2 montre la structure d'un symbole OFDM,

La Fig. 3 est un schéma synoptique général d'un récepteur d'un système de transmission de données sur porteuses multiples qui est spécialement destiné à la mise en œuvre du procédé de la présente invention, et

Les Figs. 4a et 4b sont respectivement des schémas synoptiques de trois unités d'estimation selon des modes de réalisation dépendant du codage binaire à signal effectué côté émetteur.

Le récepteur 20 représenté à la Fig. 3 comporte, à l'instar de celui qui est représenté à la Fig. 1, une unité de conversion analogique numérique 21, une unité de démodulation 22, par exemple sous la forme d'une unité de calcul de transformée de Fourier, une unité d'estimation 23, une unité de désentrelacement 24 et une unité de décodage 25.

Les unités de démodulation 22 et d'estimation 23 sont synchronisées au moyen d'une base de temps qui leur délivre un signal à une fréquence d'échantillonnage  $f_e^R$ , dite fréquence d'échantillonnage récepteur.

Le récepteur 20 comporte encore une unité 28 prévue pour déterminer, à partir d'un signal d'horloge délivré par une base de temps (non représentée) et à une fréquence qui est liée à la fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$ , une fenêtre  $F$  d'analyse du signal délivré par l'unité 21. Cette fenêtre d'analyse  $F$  est délivrée à l'unité de démodulation 22 de manière à former un bloc d'échantillons sur lequel est appliquée la démodulation.

Selon la présente invention, l'unité d'estimation 23 réalise la démodulation du signal reçu en corrigeant, non seulement l'effet du canal de transmission 30, mais aussi le déphasage qui est lié à la position de la fenêtre d'analyse  $F$  et sa dérive.

Pour ce faire, le récepteur 20 de la Fig. 3 comporte une unité 29 qui, sur la base, soit du signal reçu par le récepteur 20, soit du signal en sortie de l'unité de démodulation 22, délivre une estimation de l'écart  $\delta f_e$  de la fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$  par rapport à la fréquence d'échantillonnage émetteur  $f_e^E$ .

L'unité 29 peut procéder de différentes manières selon que la fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$  est asservie ou non à la fréquence de détection de porteuse  $f_0$  du tuner de réception.

Dans le premier cas, l'unité 29 incorpore une unité de contrôle automatique de fréquence (CAF) (non représentée) qui estime l'écart  $\delta f_0$  entre la fréquence de porteuse

du tuner d'émission  $f_0^E$  et la fréquence  $f_0^R$  de détection de porteuse courante du tuner de réception et qui en déduit une estimation de l'erreur  $\delta f_e$  en utilisant la relation :

$$\frac{\delta f_0}{f_0^E} = \frac{\delta f_e}{f_e^E}$$

5

Par exemple, l'unité de contrôle automatique de fréquence CAF procède à une analyse, en réception, d'un symbole connu émis périodiquement en début de chaque trame et de là donner une estimation du décalage de la fréquence porteuse  $\delta f_0$ .

Elle peut également utiliser deux symboles connus consécutifs, émis en début de  
10 salve et mesurer pour chaque porteuse le déphasage entre les deux symboles reçus.

Elle peut encore utiliser des "pilotes continus" : certaines porteuses fixes dans la trame émettent continûment des valeurs connues. Ces pilotes continus correspondent à un "peigne" de fréquence. La recherche en réception de la position de ce peigne donne une première estimation grossière du décalage de fréquence de porteuse  $\delta f_0$ . Une  
15 estimation plus fine est ensuite obtenue en mesurant la valeur du déphasage entre deux symboles OFDM reçus consécutifs, pour les porteuses de ce peigne.

Dans le second cas, l'unité 29 détermine directement l'écart  $\delta f_e$  entre la fréquence d'échantillonnage récepteur et la fréquence d'échantillonnage émetteur à partir des données reçues.

20 Par exemple, à partir de l'estimation de la position temporelle de la fenêtre d'analyse  $t_n$  par rapport aux données utiles du  $n$ ème symbole OFDM, l'unité 29 moyenne les variations  $(t_n - t_{n-1})$  entre deux symboles consécutifs de cette position temporelle puis détermine l'estimation  $\delta f_e$  du décalage de fréquence d'échantillonnage  $\delta f_e$  au moyen de la relation suivante :

25

$$\delta f_e = \frac{\overline{t_n - t_{n-1}}}{T_s} \cdot f_e^R$$

où  $\overline{t_n - t_{n-1}}$  représente une moyenne des variations de position de fenêtre d'analyse entre symboles consécutifs.

30 Une autre possibilité peut consister à utiliser les différences de phase à la réception (qui varient selon les porteuses considérées) entre deux symboles connus consécutifs. Ces déphasages sont en effet directement liés à l'écart  $\delta f_e$  entre la



fréquence d'échantillonnage récepteur  $f_e^R$  courante et la fréquence d'échantillonnage émetteur  $f_e^E$  et permettent ainsi de l'estimer.

Le récepteur 20 comporte encore une unité 30 qui délivre, sur la base du signal d'écart de fréquences d'échantillonnage récepteur et émetteur délivré par l'unité d'estimation 29, un signal représentatif du déphasage  $\beta_{k,n}$  entre deux symboles du fait de la modification de la position de la fenêtre d'analyse. Ce signal représentatif du déphasage  $\beta_{k,n}$  est délivré à l'unité d'estimation 23.

On notera que ce signal représentatif du déphasage  $\beta_{k,n}$  peut être une estimation  $\beta'_{k,n}$  de ce déphasage.

On peut montrer qu'une estimation  $C'_{k,n}$  de l'élément du  $n^{\text{ième}}$  symbole OFDM qui module la sous-porteuse d'indice  $k$  issu de la transformée de Fourier mis en œuvre par l'unité de démodulation 22 peut s'écrire sous la forme :

$$C'_{k,n} = H_{k,n} C_{k,n} e^{-j2\pi k(T_{GI} - t_n)/T_u} = H_{k,n} C_{k,n} e^{j\theta_{k,n}}$$

où  $H_{k,n}$  représente la réponse fréquentielle du canal,  $\theta_{k,n}$  est la phase dont est affecté l'élément du  $n^{\text{ième}}$  symbole OFDM modulant la sous-porteuse  $k$  noté  $C_{k,n}$ ,  $T_{GI}$  est la durée de l'intervalle de garde,  $T_u$  est la durée de la partie utile dudit symbole et  $t_n$  représente la position temporelle de la fenêtre d'analyse  $F$  par rapport au début du  $n^{\text{ième}}$  symbole  $C_{k,n}$  reçu (voir Fig. 2). La phase  $\theta_{k,n}$  est déterminée par la position temporelle  $t_n$  de la fenêtre d'analyse  $F$  comme il résulte de l'expression suivante :

$$\theta_{k,n} = -2\pi k(T_{GI} - t_n)$$

L'unité d'estimation 23 voit par conséquent une réponse  $\tilde{H}_{k,n}$  du canal 30 qui est modifiée et qui s'écrit maintenant :

$$\tilde{H}_{k,n} = H_{k,n} e^{j\theta_{k,n}}$$

Ainsi, il résulte de la dérive de la position de la fenêtre d'analyse  $t_n$  par rapport au symbole, une modification apparente de la réponse impulsionnelle  $\tilde{H}_{k,n}$  du canal de transmission 30.

Une variation  $(t_n - t_{n-1})$  de la position temporelle des fenêtres d'analyse de deux symboles consécutifs entraîne donc un déphasage de la sous-porteuse  $k$  égal à :

$$\beta_{k,n} = \theta_{k,n} - \theta_{k,n-1} = 2 \pi k (t_n - t_{n-1}) / T_u$$

Si ce décalage  $(t_n - t_{n-1})$  n'est dû qu'à la dérive lente liée au non-asservissement  
 5 de la fréquence d'échantillonnage  $f_e^E$ , l'on peut écrire :

$$(t_n - t_{n-1}) = \delta T_s$$

où  $\delta$  est le taux de décalage en fréquence et est donné la relation suivante :

10

$$\delta f_e = f_e^R - f_e^E = - f_e^E \delta$$

La valeur du déphasage de la sous-porteuse  $k$  pour le  $n$ ème symbole est donc  
 égale à :

15

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k \delta T_s / T_u$$

Cette expression peut s'écrire encore, en considérant cette fois le nombre  
 20 d'échantillons  $N$  de la fenêtre d'analyse et le nombre d'échantillons  $\Delta$  correspondant à  
 l'intervalle de garde :

25

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k \delta (N + \Delta) / N$$

$$\text{où } N = T_u \cdot f_e^E \text{ et } \Delta = T_{GI} \cdot f_e^E$$

On rappelle que  $T_s$  représente la longueur totale du symbole OFDM. On a :

30

$$T_s = T_u + T_{GI}$$

Dans le mode de réalisation représenté à la Fig. 3, le récepteur 20 comporte une  
 unité 31 qui est prévue pour délivrer un signal  $\alpha$  d'avance ou de retard de fenêtre  
 exprimé, par exemple, en nombre d'échantillons. Pour ce faire, elle estime par

exemple la réponse impulsionnelle du canal de transmission puis détermine la position temporelle du premier pic de cette réponse. Cette position permet d'estimer la position  $t_n$  de la fenêtre d'analyse par rapport à la partie utile du symbole (voir Fig. 2).

5 Selon la valeur de cette position, l'unité 31 décide d'avancer ou de reculer la fenêtre d'analyse courante d'une ou plusieurs unités de temps d'échantillons représentées par le signal  $\alpha$  qui est alors délivré à l'unité 28 pour déterminer une nouvelle fenêtre d'analyse.

10 Le signal  $\alpha$  délivré par l'unité 31 permet de réajuster régulièrement la fenêtre d'analyse utilisée par l'unité 22 pour calculer la transformée de Fourier. Dans le cas d'une salve ou d'une trame de longueur relativement réduite, ce réajustement pourra être effectué en début de trame (ou de salve) sans conséquence sur la démodulation des données. Dans le cas contraire, il provoquera un déphasage (variable selon la porteuse considérée), parfaitement analogue au déphasage provoqué par le glissement régulier de la fenêtre d'analyse dû à l'erreur sur la fréquence  $f_e^E$ .

15 L'unité 30 peut également prendre en compte la partie du décalage qui résulte d'une action volontaire sur la base de temps 28 au moyen du signal de positionnement de fenêtre  $\alpha$  délivré par l'unité 31. Dans ce cas, la variation entre symboles consécutifs de la position de la fenêtre d'analyse ( $t_n - t_{n-1}$ ) peut s'écrire sous la forme :

20 
$$t_n - t_{n-1} = \delta Ts + \alpha T$$

où  $\delta = -\delta f_e' / f_e^R$  et  $T$  est la durée d'un échantillon ( $T = 1/f_e^R$ ).

Ainsi, le déphasage  $\beta_{k,n}$  de la sous-porteuse  $k$  pour le  $n$ ème symbole est égal à :

25 
$$\beta_{k,n} = 2 \pi k (t_n - t_{n-1}) / T_u = 2 \pi k (\delta Ts + \alpha T) / T_u$$

Par exemple, pour  $\delta = 10^{-5}$ ,  $N/\Delta = 4$ ,  $k = 3405$ , on obtient un déphasage  $\beta_{3405} = 0,26$  radians.

30 Selon un autre mode de réalisation non représenté, l'unité 30 délivre un signal représentatif du déphasage  $\beta_{k,n}$  entre deux symboles OFDM consécutifs qui est lié uniquement au signal  $\alpha$  d'avance ou de retard de fenêtre. Dans ce cas, la variation entre symboles consécutifs de la position de la fenêtre d'analyse ( $t_n - t_{n-1}$ ) peut s'écrire sous la forme :

$$t_n - t_{n-1} = \alpha T$$

où  $T$  est la durée d'un échantillon ( $T = 1/f_e^R$ ) et  $\alpha$  est le signal d'avance ou de retard de fenêtre délivré par une unité 31.

5 Ainsi, le déphasage  $\beta_{k,n}$  de la sous-porteuse  $k$  pour le  $n$ ème symbole est égal à :

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k (t_n - t_{n-1}) / T_u = 2 \pi k \alpha T / T_u$$

10 La manière précise dont opère l'unité d'estimation 23 pour corriger non seulement l'effet du canal de transmission 30 mais aussi le déphasage qui est lié à la position de la fenêtre d'analyse et sa dérive, dépend du type de démodulation mise en œuvre par l'unité de démodulation 23 (voir Figs. 1 et 3): synchrone avec un symbole ou plusieurs symboles consécutifs de référence, synchrone avec pilotes répartis, différentielle.

15 On a représenté à la Fig. 4a, un schéma synoptique d'une unité d'estimation de symbole 23 du type effectuant une démodulation cohérente d'un signal modulé comportant, généralement émis en début de trame ou de salve, au moins un symbole de référence. Cette unité d'estimation 23 reçoit le signal  $Y_{k,n}$  issu de l'unité de démodulation 22 représentée à la Fig. 3 et délivre à l'unité de décodage 24 le signal  
20 estimé  $C'_{k,n}$  correspondant à l'élément modulant la  $k$ ème sous-porteuse du  $n$ ème symbole OFDM. Elle reçoit encore de l'unité 30 représentée à la Fig. 3 la valeur estimée du déphasage entre deux symboles consécutifs  $\beta'_{k,n}$ .

L'unité 23 comporte un démodulateur 230 auquel est fournie une estimation de la réponse fréquentielle du canal  $\tilde{H}_{k,n}$  déterminée par une unité d'estimation et de  
25 mise à jour 231. Celle-ci comporte une unité d'estimation de la réponse du canal 231a qui permet d'estimer la réponse du canal pour le ou les symboles de référence ( $n = 0, 1, \dots, t-1$ , où  $t$  est le nombre de symboles de référence consécutifs). Elle comporte encore une unité de mise à jour 231b qui détermine la réponse du canal à l'aide de la relation de récurrence suivante :

30

$$\tilde{H}_{k,n} = \tilde{H}_{k,n-1} e^{j\beta_{k,n}}$$

Le démodulateur 230 estime alors l'élément modulant la  $k$ ème sous-porteuse du  $n$ ème symbole OFDM au moyen de la relation suivante :

$$C'_{k,n} = (\tilde{H}'_{k,n})^{-1} Y_{k,n}$$

Dans le cas d'une démodulation cohérente prévue pour effectuer la  
 5 démodulation d'un signal comportant des pilotes répartis, l'unité d'estimation 23  
 estime d'abord la réponse du canal de transmission là où les pilotes ont été émis (dans  
 le plan temps-fréquence du signal OFDM) puis interpole, en temps et en fréquence,  
 pour estimer la réponse fréquentielle du canal  $H_{k,n}$  à toutes les fréquences et pour tous  
 les symboles. Pour ce faire, l'unité d'estimation 23 peut comporter un filtre  
 10 d'interpolation qui est par exemple du type bi-dimensionnel (temps + fréquence).

On rappelle que les pilotes sont des données qui sont transmises dans la trame  
 OFDM de manière répartie dans le domaine temps-fréquence. Ces données transmises  
 sont connues du récepteur.

Les variations des déphasages  $\theta_{k,n}$  sur l'axe fréquentiel ne sont pas gênantes. En  
 15 effet, la réponse fréquentielle du canal  $H_{k,n}$  varie elle-même rapidement en fonction de  
 la fréquence, et un filtre d'interpolation est apte à prendre ces variations en compte. En  
 revanche, du fait que les valeurs de la réponse fréquentielle du canal  $H_{k,n}$  ne sont pas  
 censées varier trop rapidement selon l'axe temporel, un filtre d'interpolation peut être  
 perturbé si la dérive de la fréquence d'échantillonnage  $\mathcal{F}_e$  est trop importante.

On a représenté à la Fig. 4b, un mode particulier de réalisation d'une unité  
 20 d'estimation 23 prévue pour effectuer la démodulation d'un signal comportant des  
 pilotes répartis. Cette unité d'estimation 23 comporte une unité d'estimation de la  
 réponse du canal 231 elle-même constituée d'une unité d'estimation sur pilote 231c  
 destinée à estimer la réponse fréquentielle du canal uniquement sur les pilotes. Ces  
 25 différentes estimations sont mémorisées dans une mémoire 231d, puis remises en  
 phase dans une unité 231e, laquelle reçoit de l'unité 30 (Fig. 3) la valeur du déphasage  
 entre symboles consécutifs  $\beta'_{k,n}$ . L'unité d'estimation 231 comporte encore une unité  
 d'interpolation 231f qui, sur la base des signaux d'estimation de canal sur les pilotes  
 remis en phase, délivre une estimation de la réponse fréquentielle du canal  $\tilde{H}_{k,n}$  pour  
 30 toutes les porteuses  $k$  et tous les instants  $n$ .

L'unité d'estimation 23 de la Fig. 4b comporte encore une unité 232 destinée à  
 introduire un retard correspondant à celui qui est introduit par l'unité 231. Elle  
 comporte encore une unité 233 qui introduit sur les données retardées issues de l'unité  
 232 un déphasage égal à la valeur  $(\theta_{k,n} - \theta_{k,n-p})$  soit :

$$\theta'_{k,n} - \theta'_{k,n-p} = \sum_{j=0}^{p-1} \beta'_{k,n-j}$$

où  $p$  est la latence de l'unité d'interpolation 231f. Ceci permet de remettre en  
 5 phase les données retardées avec les estimations fournies par l'unité 231, compte tenu  
 de la dérive de la fréquence d'échantillonnage  $\delta f_e$  et des ajustements de la fenêtre  
 d'estimation pendant ce retard. Les valeurs des déphasages  $\beta'_{k,n-j}$  sont fournies par  
 l'unité 30.

Les données remises en phase sont fournies à une unité 230 d'égalisation qui  
 10 délivre alors les symboles démodulés à une unité de décodage 24 (Fig. 3).

On a représenté à la Fig. 4c, une unité d'estimation 23 du type pour démoduler  
 des signaux modulés par modulation différentielle. On rappelle que, dans ce cas, les  
 données utiles  $D_{k,n}$  ont été modulées selon la relation suivante:

$$15 \quad C_{k,n} = D_{k,n} C_{k,n-1}$$

La démodulation correspondante est opérée dans l'unité 230. L'unité d'estimation  
 23 comporte une unité de retard 234 qui retarde d'un symbole OFDM (de longueur  $T_s$ )  
 le signal d'entrée issu de l'unité de démodulation 22 et une unité 235 qui calcule le  
 20 conjugué du symbole retardé. Le signal démodulé dans l'unité 230 peut alors s'écrire  
 de la manière suivante:

$$Y_{k,n} Y_{k,n-1}^* = (H_{k,n} H_{k,n-1}^*) e^{j\beta_{k,n}} D_{k,n} + \text{bruit} \approx |H_{k,n}|^2 e^{j\beta_{k,n}} D_{k,n}$$

25 Ce signal est fourni à une unité de déphasage 236 recevant de l'unité 30 la valeur  
 de déphasage  $\beta'_{k,n}$  entre symboles consécutifs. L'unité 236 délivre alors un signal  
 démodulé de la forme:

$$D'_{k,n} = Y_{k,n} Y_{k,n-1}^* e^{-j\beta'_{k,n}} \approx |H_{k,n}|^2 D_{k,n}$$

# REVENDICATIONS

1) Procédé de transmission de données sur porteuses multiples d'un émetteur à un récepteur, ledit procédé consistant, côté émetteur, à coder de binaire à signal les données à transmettre de manière à former des signaux de modulation, à moduler une pluralité de sous-porteuses avec lesdits signaux de modulation de manière à former des symboles, dits symboles OFDM, puis à émettre, sur ledit canal entre ledit émetteur et ledit récepteur, lesdits symboles OFDM à une cadence qui est liée à une fréquence d'échantillonnage dite fréquence d'échantillonnage émetteur, et, côté récepteur, à déterminer, à partir d'un signal d'horloge à une fréquence liée à une fréquence d'échantillonnage dite fréquence d'échantillonnage récepteur, une fenêtre d'analyse du signal reçu de l'émetteur de manière à former un bloc d'échantillons, à estimer lesdits signaux de modulation émis par démodulation desdites sous-porteuses pour ledit bloc d'échantillons considéré, caractérisé en ce que ladite étape d'estimation est prévue pour corriger les changements de la position de la fenêtre d'analyse par rapport audit signal émis.

2) Procédé de transmission de données selon la revendication 1, caractérisé en ce que ladite étape d'estimation consiste à démoduler lesdites sous-porteuses pour ledit bloc d'échantillons considéré puis à corriger les effets du canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur, ladite étape de correction des changements de la position de la fenêtre d'analyse consistant à estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs et à utiliser cette différence de phase lors de ladite correction des effets du canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur.

3) Procédé de transmission de données selon la revendication 2, caractérisé en ce que, pour estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs, il consiste à estimer le taux du décalage de la fréquence d'échantillonnage du récepteur par rapport à celle de l'émetteur,

$$\delta = \Delta f_e / f_e^E = (f_e^R - f_e^E) / f_e^E$$

ladite différence de phase entre deux symboles consécutifs étant alors égale à :

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k \delta T_s / T_u$$

où  $T_s$  est la longueur totale du symbole considéré,  $T_u$  sa partie utile,  $k$  étant l'indice de la porteuse considérée et  $n$  étant l'indice du symbole OFDM considéré.

- 5            4) Procédé de transmission de données selon la revendication 2, caractérisé en ce que, pour estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs, il consiste à prendre en compte la décision de décalage de la position de ladite fenêtre d'analyse délivrée par une unité de repositionnement de fenêtre, ladite différence de phase entre deux symboles consécutifs étant alors égale à :

10

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k \alpha T / T_u$$

où  $T$  est la durée d'un échantillon et  $\alpha$  la valeur de décision de décalage exprimée en nombre d'échantillons.

15

- 5) Procédé de transmission de données selon la revendication 3, caractérisé en ce que, pour estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs, il consiste à prendre en compte la décision de décalage de la position de ladite fenêtre d'analyse délivrée par une unité de repositionnement de fenêtre, ladite différence de phase entre deux symboles consécutifs étant alors égale à :

20

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k (\delta T_s + \alpha T) / T_u$$

où  $T$  est la durée d'un échantillon et  $\alpha$  la valeur de décision de décalage exprimée en nombre d'échantillons.

25

- 6) Procédé de transmission de données selon une des revendications précédentes, caractérisé en ce qu'il consiste à estimer la réponse du canal pour un ou des symboles de référence émis en même temps que lesdits symboles émis et à appliquer ladite différence de phase entre symboles consécutifs à ladite estimation du canal de transmission à l'aide de la relation de récurrence suivante :

30

$$\tilde{H}_{k,n} = \tilde{H}_{k,n-1} e^{j\beta_{k,n}}$$



où  $\tilde{H}_{k,n} = \tilde{H}_{k,n-1} e^{j\beta_{k,n}}$  représente l'estimation de la réponse du canal pour la porteuse d'indice  $k$  et pour le symbole OFDM d'indice  $n$ ,  $\beta_{k,n}$  étant l'estimation de la différence de phase entre les symboles OFDM consécutifs d'indices respectifs  $n - 1$  et  $n$  pour la porteuse d'indice  $k$ .

5

7) Procédé de transmission de données selon une des revendications 1 à 5, caractérisé en ce qu'il consiste à estimer la réponse du canal de transmission pour un ou des pilotes répartis émis en même que lesdits symboles émis, à interpoler en temps et en fréquence la réponse fréquentielle du canal à toutes les fréquences et pour tous les symboles et à appliquer ladite différence de phase entre symboles consécutifs à ladite estimation du canal de transmission.

10

8) Procédé de transmission de données selon une des revendications 1 à 5, selon lequel le codage de binaire à signal est du type différentiel, caractérisé en ce qu'il consiste à déphaser de ladite différence de phase entre symboles OFDM consécutifs le résultat de la démodulation différentielle pour la porteuse d'indice  $k$  du  $m$ ème symbole OFDM.

15

9) Récepteur d'un système de transmission de données sur porteuses multiples, du type prévu pour recevoir des signaux émis par un émetteur, ledit émetteur étant prévu pour coder de binaire à signal les données à transmettre de manière à former des signaux de modulation, pour moduler une pluralité de sous-porteuses avec lesdits signaux de modulation de manière à former des symboles dits symboles OFDM, puis pour émettre lesdits symboles OFDM à une cadence qui est liée à une fréquence d'échantillonnage dite fréquence d'échantillonnage émetteur, ledit récepteur étant prévu pour déterminer, à partir d'un signal d'horloge à une fréquence liée à une fréquence d'échantillonnage dite fréquence d'échantillonnage récepteur, une fenêtre d'analyse du signal reçu de l'émetteur de manière à former un bloc d'échantillons et pour estimer lesdits signaux de modulation émis par démodulation desdites sous-porteuses pour ledit bloc d'échantillons considéré, caractérisé en ce que ledit récepteur est prévu pour corriger les changements de position de la fenêtre d'analyse par rapport audit signal émis.

20

25

30

10) Récepteur selon la revendication 9, caractérisé en ce que, pour estimer lesdits signaux de modulation émis, il comporte des moyens pour démoduler lesdites sous-porteuses pour ledit bloc d'échantillons considéré et des moyens pour corriger les effets du canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur et en ce que pour  
 5 corriger les changements de position de la fenêtre d'analyse, il comporte des moyens pour estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs, ladite différence de phase étant alors utilisée par les moyens de correction des effets du canal de transmission entre l'émetteur et le récepteur.

10 11) Récepteur selon la revendication 10, caractérisé en ce que, pour estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs, ledit récepteur est prévu pour estimer le taux du décalage de la fréquence d'échantillonnage du récepteur par rapport à celle de l'émetteur,

15 
$$\delta = \delta f_e / f_e^E = (f_e^R - f_e^E) / f_e^E$$

ladite différence de phase entre deux symboles consécutifs étant alors égale à :

20 
$$\beta_{k,n} = 2 \pi k \delta T_s / T_u$$

où  $T_s$  est la longueur totale du symbole considéré,  $T_u$  sa partie utile,  $k$  étant l'indice de la porteuse considérée et  $n$  étant l'indice du symbole OFDM considéré.

12) Récepteur selon la revendication 10, caractérisé en ce que, pour estimer la  
 25 différence de phase entre deux symboles consécutifs, il est prévu pour prendre en compte la décision de décalage de la position de ladite fenêtre d'analyse délivrée par une unité de repositionnement de fenêtre, ladite différence de phase entre deux symboles consécutifs étant alors égale à :

30 
$$\beta_{k,n} = 2 \pi k (\alpha T) / T_u$$

où  $T$  est la durée d'un échantillon et  $\alpha$  la valeur de décision de décalage exprimée en nombre d'échantillons.

13) Récepteur selon la revendication 11, caractérisé en ce que, pour estimer la différence de phase entre deux symboles consécutifs, il est prévu pour prendre en compte la décision de décalage de la position de ladite fenêtre d'analyse délivrée par une unité de repositionnement de fenêtre, ladite différence de phase entre deux symboles consécutifs étant alors égale à :

$$\beta_{k,n} = 2 \pi k (\delta T_s + \alpha T) / T_u$$

où T est la durée d'un échantillon et  $\alpha$  la valeur de décision de décalage exprimée en nombre d'échantillons.

14) Récepteur selon une des revendications 9 à 13, caractérisé en ce qu'il est prévu pour estimer la réponse du canal pour un ou des symboles de référence émis, par ledit émetteur, en même temps que lesdits symboles émis et pour appliquer ladite différence de phase entre symboles consécutifs à ladite estimation du canal de transmission à l'aide de la relation de récurrence suivante :

$$\tilde{H}_{k,n} = \tilde{H}_{k,n-1} e^{j\beta_{k,n}}$$

où  $\tilde{H}_{k,n} = \tilde{H}_{k,n-1} e^{j\beta_{k,n}}$  représente l'estimation de la réponse du canal pour la porteuse d'indice  $k$  et pour le symbole OFDM d'indice  $n$ ,  $\beta_{k,n}$  étant l'estimation de la différence de phase entre les symboles OFDM consécutifs d'indices respectifs  $n - 1$  et  $n$  pour la porteuse d'indice  $k$ .

15) Récepteur selon une des revendications 9 à 13, caractérisé en ce qu'il est prévu pour estimer la réponse du canal de transmission pour un ou des pilotes répartis émis en même que lesdits symboles émis, pour interpoler en temps et en fréquence la réponse fréquentielle du canal à toutes les fréquences et pour tous les symboles et pour appliquer ladite différence de phase entre symboles consécutifs à ladite estimation du canal de transmission.

16) Récepteur selon une des revendications 9 à 13, ledit codage de binaire à signal effectué par ledit émetteur étant du type différentiel, caractérisé en ce qu'il est prévu pour déphaser de ladite différence de phase entre symboles OFDM consécutifs

le résultat de la démodulation différentielle pour la porteuse d'indice  $k$  du  $m$ ème symbole OFDM.

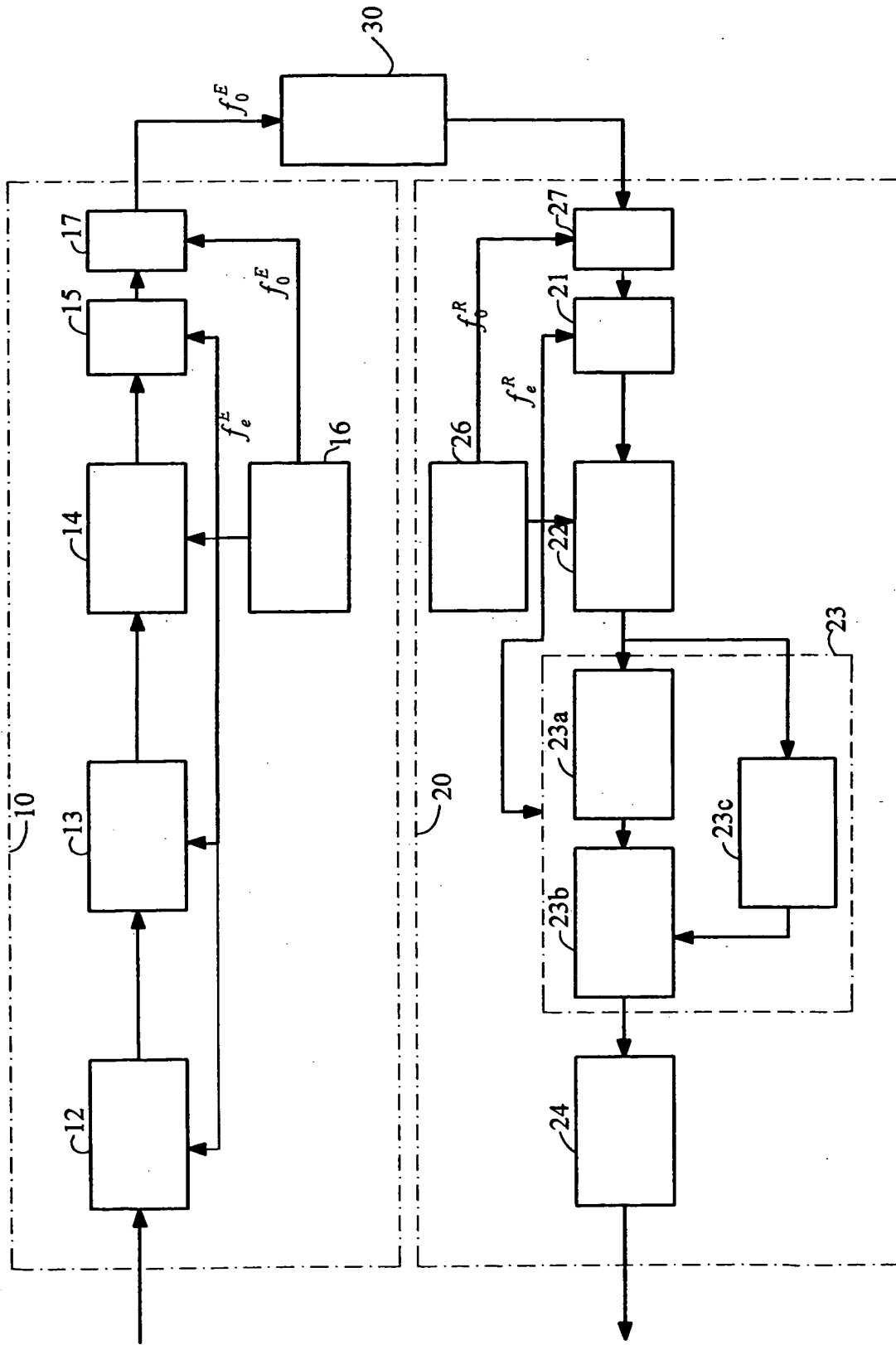


Fig. 1

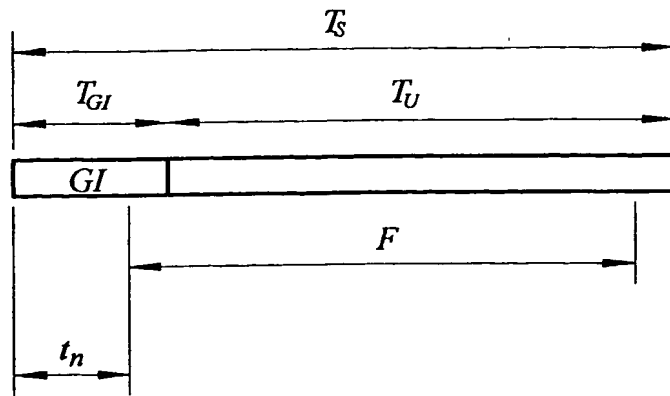


Fig. 2

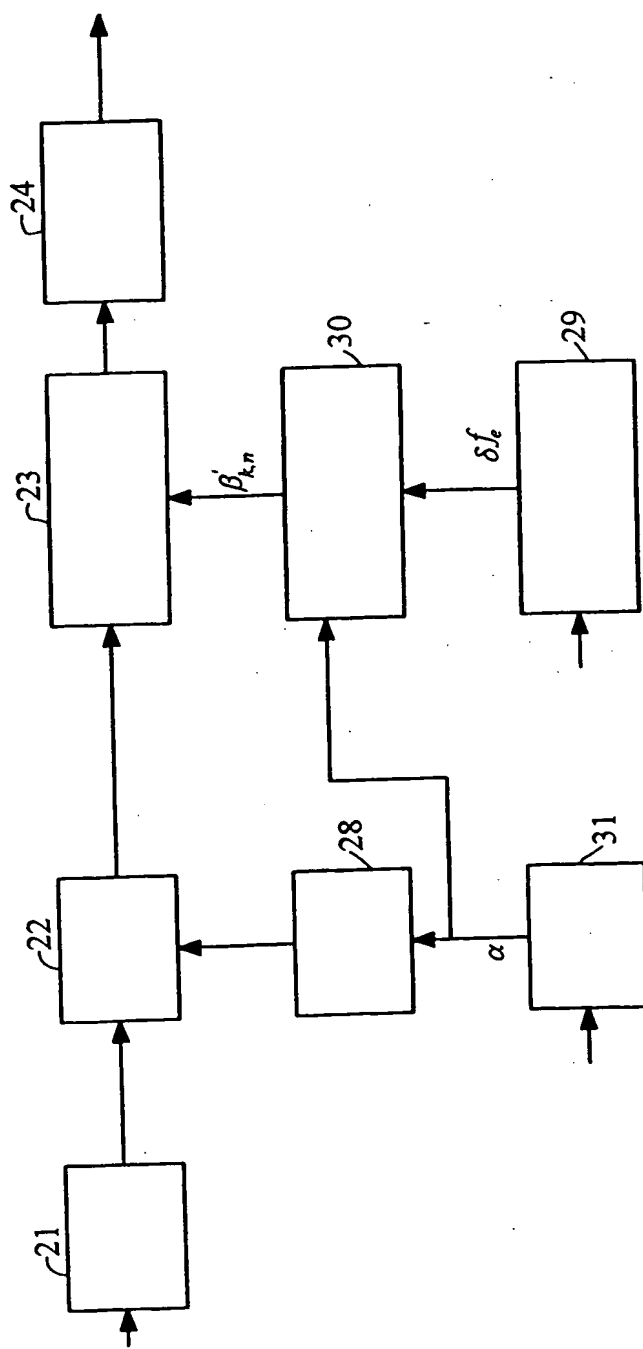


Fig. 3

